

RECEIVER FOR SPREAD SPECTRUM SIGNAL

Patent number: JP11284599

Publication date: 1999-10-15

Inventor: SUDO SHIGEYUKI; HASEGAWA OSAMU; EGUCHI TOSHIYA

Applicant: HITACHI LTD

Classification:

- International: H04J13/00; H04B1/16; H04B7/26

- european:

Application number: JP19980085485 19980331

Priority number(s):

Also published as:



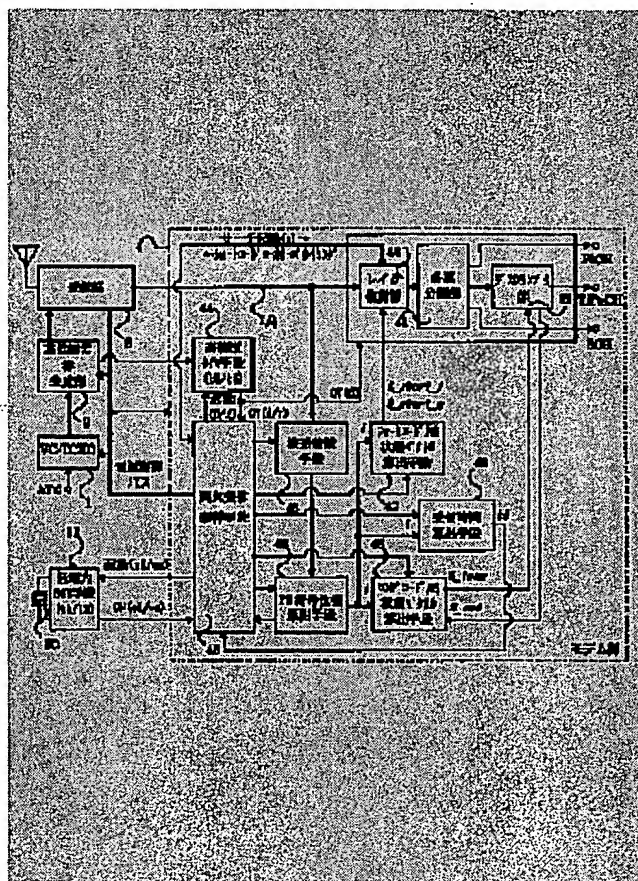
US6363101 (B1)

BEST AVAILABLE COPY

Abstract of JP11284599

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce the power consumption of intermittent reception during pause period in a receiver of a CDMA system.

SOLUTION: A pause period t1 is supervised by a low power timer means 51, a VC-TCXO 1, a reference signal group generating part 2 and a receiving part 3 are turned off, and a modem part 4 is set to a sleep state. The clocking of a time t3 is requested by starting (d) a highly precise timer means 44 at the time of resuming receiving and a part of a receiving signal is stored. A PN code phase means 46 calculates a PN code phase of storage data during the t3 period, and indication value (i) to phase shift is obtained. State vectors for a short cord and a long cord, and further more receiving time 4 are calculated and set based on the value (i). When the means 44 counts the t3 and outputs OV (d), a demodulation operation by a rake demodulating part 40, a multiple separating part 41 and a descrambling part 42 is started according to the setting and continues only for receiving time t4.



Data supplied from the esp@cenet database - Patent Abstracts of Japan

【特許請求の範囲】

【請求項1】逆拡散用の符号発生手段を備えたスペクトラム拡散信号の受信装置において、間欠受信の休止期間を、第1のタイマ手段で管理し、受信再開時には、受信信号の拡散符号位相を算出し、この算出値を元に所定時刻後の逆拡散用符号発生手段の状態値を設定し、受信再開時に新たに起動した第2のタイマ手段により前記所定時刻の経過を管理して、所定時刻経過後拡散信号の復調動作を再開し、前記算出値を元に復調動作の継続時間を毎回調整する間欠受信制御を備えたスペクトラム拡散信号の受信装置。

【請求項2】逆拡散用の符号発生手段を備えたスペクトラム拡散信号の受信装置において、受信状態から休止状態に移行する際に起動される第1のタイマ手段と、休止状態から受信を再開する際に起動され、時間長さ α を計数する第2のタイマ手段と、所定の長さの受信信号をデジタルデータ形式で蓄積する蓄積手段と、前記蓄積手段に格納した受信信号に関する拡散符号位相を算出する符号位相算出手段と、算出した拡散符号位相を元に、該位相から前記 α に相当する時間経過後の符号位相に対応する前記符号発生手段の状態ベクトルを算出する状態ベクトル算出手段と、前記蓄積手段に蓄積動作を開始した際、第2のタイマ手段の計数を起動して、さらに前記第2のタイマがオーバーフローしたときに、前記状態ベクトル算出手段の算出結果を用いて前記符号発生手段が動作を開始するように制御する間欠受信制御手段を備えたことを特徴とするスペクトラム拡散信号の受信装置。

【請求項3】前記算出した符号位相を元に、前記第2のタイマがオーバーフローした時刻から受信すべき呼び出しチャンネルのスロット期間を含み、予め定めた受信処理時間を加算した、受信時間の長さ β を算出する受信時間算出手段と、計数する時間長さが起動時に任意に設定できる第3のタイマ手段と、前記間欠受信制御手段は、前記第2のタイマ手段がオーバーフローしたときに、前記受信時間算出手段の算出した β を前記第3のタイマ手段に設定して計数を起動し、第3のタイマ手段がオーバーフローした時に前記第1のタイマ手段を起動する前記間欠受信制御手段を備えた2項記載のスペクトラム拡散信号の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は移動通信端末に搭載される受信装置に関わり、特にCDMA(Code Division Multiple Access: 符号分割多重)方式の移動通信端末において間欠的受信動作を行なうものに好適なスペクトラム拡散信号の受信装置である。

【0002】

【従来の技術】携帯電話に代表される移動通信端末においては、消費電力を抑え、使用時間の延長を図ることが重要である。このため端末が待ち受け状態にあるときに

は間欠受信が行われている。間欠受信とは、時分割されている呼び出し用のチャンネルに対して、割り当てスロットのみ受信及び復調を行い、非割り当てスロットの区間では受信動作を停止させるものである。受信動作の停止中は、不要回路の電源を切断したり、プロセッサを低消費電力モードへ移行させることで消費電力の低減が行なわれる。

【0003】スペクトル拡散を利用したCDMA方式の携帯電話システムにおいても、スロットモードといわれる間欠受信動作が規定されている。この場合の端末側の課題としては、受信停止中のPN(Pseud Noise: 擬似雑音)符号の同期維持、あるいは受信再開時の高速な再同期が上げられる。受信信号の復調に際し、端末側で生成したレプリカPN符号を用いて逆拡散処理を行なうためである。この点を以下に詳細に説明する。

【0004】図14は基地局の送信部の構成を説明する図である。間欠受信で重要な呼び出し用のページングチャンネル(PaCh)に着目してある。先ず、符号化されたページングメッセージはデータ列として排他的論理和ゲート(BS1)に入力する。該ゲートの他方の入力は、ロングコードPN符号発生器(BS3)の出力信号を前記データ列のシンボルレートにデシメーションした、デシメータ(BS2)の出力信号である。ロングコードPN符号発生器(BS3)の符号は2の42乗-1の周期を持ち、符号位相はロングコードマスクビットによって調整できる。排他的論理和ゲート(BS1)の出力は、この非常に長い系列によって、ページングメッセージをスクランブルしたものとなる。このスクランブルしたシンボルを機能の異なる他のチャンネルの信号と多重するために、次の排他的論理和ゲート(BS4)において直交拡散を行なう。ウォルシュ関数(BS5)と呼ばれる64種類の直交する系列のうちページングチャンネルに割り当てた系列を用いて、入力シンボルを64チップに拡散する。直交拡散した排他的論理和ゲート(BS4)の出力は、多重化回路(BS6)において、他のパイロットチャンネル(PiCh)や同期チャンネル(SCH)、及びトラフィックチャンネル(TCH)と多重化される。実際には、バイナリ符号を1、-1の両極性のパルスとして置き換え、各チャンネルのパワー分配に基づくゲイン倍され、加算される。多重化した出力信号はI信号及びQ信号に分岐してそれぞれ乗算器(BS7、BS9)へ入力する。乗算器(BS7、BS9)には、それぞれIチャンネルパイロットPN符号発生器(BS8)と、QチャンネルパイロットPN符号発生器(BS10)の異なるPN符号発生器が接続される。したがって2相位相変調信号のI、Q信号は、異なる2つの系列により4相位相変調信号に拡散する。この4相拡散に使用されるPN符号はショートコードと呼ばれる2の15乗周期の系列である。4相拡散信号はベースバンドフィルタBS11、12で帯域制限し、直交変調器BS13でキャリア変調して出力する。以上が基地局側の操作である。そして、スクランブルのためのロングコードPN発生器(BS3)や、4相拡散のためのIチャンネル及びQチャ

ネルバイロットPN符号発生器(BS8, BS10)は、呼び出しグループによって時分割されるページングチャネルのスロット構成とは無関係に連続動作をしている。

【0005】これを受信する端末側ではまず、直交検波によって拡散帯域のI,Q信号を得る。次に、それぞれI信号用、Q信号用のショートコードで逆拡散を行なう。当然、端末側で使用するショートコードは基地局に同期した系列が必要である。間欠受信を行なう際、基地局側の拡散用ショートコードは連続的に動作しているため、端末側のPN符号発生手段は見かけ上連続動作をしている必要がある。この場合は間欠受信の休止期間中も同期を維持していることになる。あるいは休止期間中に一旦同期関係を外しても、割り当てスロットの到着以前に再同期を行えば良い。しかし、ショートコードの周期は2の15乗であり、受信再開時に新規にこの位相空間を全て探索することは、間欠受信の受信時間率を増大させ好ましくない。そこで、間欠受信の省電力効果を高めるために特開平5-191375号公報や、特開平8-321804号公報に記載の考案が為されている。

【0006】前者の例は受信から休止状態に切り替える際、局部拡散符号発生回路に固定周波数発振回路を接続し、その自走クロックで前記発生回路を駆動して位相差が大きくなるのを防止している。受信再開時には休止時間に見込まれる位相のずれ分だけ遅延させた局部拡散符号の位相を徐々に進行させながら、相関ピークを検出し再同期を図るものである。この考案では、休止期間には局部拡散符号生成回路が自走していることになり、この部分に対する電源切断は行えない。

【0007】これに対し、後者の例では、次回起動するときの拡散符号発生手段の状態値をレジスタ手段に設定してタイマ手段を動作させるものである。タイマ手段のタイムアウトによって再起動するときに拡散符号発生手段をレジスタ手段に設定されている状態値から動作させるように構成した。この場合は、休止期間に拡散符号発生手段を含む受信回路の電源切断が可能となる。ただし、予測した状態値が再起動した時に正しいためには、休止期間を管理するタイマ手段の計時精度が重要である。例えば休止期間を数秒程度、符号のチップレートが数メガチップ毎秒であるとする、1チップずれないためには数千万分の1程度の計時精度が要求されることになる。携帯電話で使われる基準発振器としては電圧制御型-温度補償水晶発振器(以下VC-TCXOと略す)が有り、コスト条件から2.0ppm程度の絶対精度のものが選択されている。これに基地局からの受信信号を参照する周波数制御を行なうことで上記タイマ手段に要求される計時精度を得ることが可能である。即ち、後者の従来例においては、休止期間中VC-TCXOのような高精度の発振回路を動作させる必要がある。

【0008】VC-TCXOの消費電流は例えば1mA程度であり、これより精度が落ちる時計用ICの数 μ Aに比較して

大きい。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】本発明が解決しようとする課題は、間欠受信の休止期間において、従来の考案では、それぞれ停止することが出来なかった逆拡散用符号発生手段や、タイマ手段の基準となる高精度の発振回路(例えばVC-TCXO等)を停止させることにある。これによってCDMA方式の移動通信端末の受信装置における平均消費電力の一層の低減を図るものである。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記の目的を達成するため、逆拡散用の符号発生手段を備えたスペクトラム拡散信号の受信装置において、受信状態から休止状態に移行する際に起動される第1のタイマ手段と、休止状態から受信を再開する際に起動され、時間長さ甲を計数する第2のタイマ手段と、所定の長さの受信信号をデジタルデータ形式で蓄積する蓄積手段と、前記蓄積手段に格納した受信信号に関する拡散符号位相を算出する符号位相算出手段と、算出した拡散符号位相を元に、該位相から前記甲に相当する時間経過後の符号位相に対応する前記符号発生手段の状態ベクトルを算出する状態ベクトル算出手段と、前記蓄積手段に蓄積動作を開始した際、第2のタイマ手段の計数を起動して、さらに前記第2のタイマがオーバーフローした時に、前記状態ベクトル算出手段の算出結果を用いて前記符号発生手段が動作を開始するように制御する間欠受信制御手段を備え、さらに、前記算出した符号位相を元に、前記第2のタイマがオーバーフローした時刻から受信すべき呼び出しチャネルのスロット期間を含み、予め定めた受信処理時間を加算した、受信時間の長さ乙を算出する受信時間算出手段と、計数する時間長さが起動時に任意に設定できる第3のタイマ手段と、前記間欠受信制御手段は、前記第2のタイマ手段がオーバーフローしたときに、前記受信時間算出手段の算出した乙を前記第3のタイマ手段に設定して計数を起動し、第3のタイマ手段がオーバーフローした時に前記第1のタイマ手段を起動する前記間欠受信制御手段を備える。

【0011】

【発明の実施の形態】以下本発明の実施例を図を用いて説明する。図1は実施例の受信装置の構成を説明する図である。図1において1はVC-TCXO、2は基準信号群生成部、3は受信部、4はモデム部、40はレイク復調部、41は多重分離部、42はデスクランブラ部、43は間欠受信制御手段、44は高精度タイマ手段、45は波形蓄積手段、46はPN符号位相算出手段、47はショートコード用状態ベクトル算出手段、48はロングコード用状態ベクトル算出手段、49は受信時間算出手段、50は水晶振動子、51は低電力タイマ手段である。

【0012】本実施例では、特に高精度タイマ手段44と、低電力タイマ手段51の精度の異なる2つのタイマ手

段を備えた点に特徴がある。VC-TCX01は高安定度であり、さらに自動周波数制御(AFC)端子からの制御により基地局周波数を参照して周波数校正が可能である。このVC-TCX01を基準信号として基準信号群生成部2が受信部3へ周波数変換用の局部発振信号を供給する。さらに基準信号群生成部は高精度タイマ手段44への計数クロックを供給する。したがって前記高精度タイマ手段44はVC-TCX01の精度で時間管理を実施することができる。一方、低電力タイマ手段51は水晶振動子50を発振源として、精度はVC-TCX01に劣るものの低電力で動作する特徴を持つ。

【0013】本実施例では低電力タイマ手段51によって待ち受け時間のほとんどを占める受信休止期間を管理して省電力化を行い、休止期間は停止する高精度タイマ手段44を用いてPN符号同期を制御している。以下に詳細を示す。

【0014】まず、通常の受信信号の経路を説明する。

【0015】本実施例では受信部3で基地局からの拡散信号を受信し、直交検波した拡散帯域のI、Q信号をモデム部4に入力する構成を取る。モデム部4では、前記I、Q信号をレイク復調40へ入力して逆拡散とパスダイバシティ受信を行なう。パスダイバシティ受信とは、到着時刻の異なるマルチパス信号を逆拡散位相の違いで分離し、分離した複数のマルチパス信号をフィンガと呼ばれる複数の復調回路で復調し、複数の復調出力のスキューを調整して合成するものである。そしてレイク復調部40のバス合成出力は多重分離部41へ入力し、直交関数で多重された各チャネルの出力を分離する。そしてスクランブルが施されたトラフィックチャネル(TCH)と、ページングチャネル(PaCH)はデスクランブル部42へ入力し、スクランブル以前の符号に復元する。

【0016】次に、間欠受信を行なうための特別な構成を説明する。

【0017】本実施例の各部の電源制御は間欠受信制御手段43より出力する電源制御バスによって行なう。VC-TCX01、基準信号群生成部2、受信部3の電源オン及びオフの制御とモデム部4のアクティブ及びスリープの制御が行なわれる。その制御タイミングは、前記2つのタイマ手段44、及び51が出力し、間欠受信制御手段43が検出するオーバフロー信号によって管理される。また各タイマ手段44、51に対する計数動作の起動は間欠受信制御手段43から出力する。高精度タイマ手段44への起動信号には起動(d)と起動(r)の2種類があり、低電力タイマ手段51への起動信号には起動(sl)と起動(wu)の2種類があるものとする。

【0018】さらに間欠受信制御手段43は受信再開時におけるPN符号の再同期処理を制御する。再同期処理は波形蓄積手段45、PN符号位相算出手段46、ショートコード用ベクトル算出手段47、ロングコード用状態ベクトル算出手段48、受信時間算出手段49を制御して行なう。

【0019】上記の各手段の接続関係は以下のようであ

る。

【0020】前記波形蓄積手段45は直交検波したI、Q信号を入力し、間欠受信制御手段43の指令するタイミングで前記I、Q信号を蓄積する。蓄積したデータはPN符号位相算出手段46へ出力する。PN符号位相算出手段46は後述する指示値iをショートコード用及びロングコード用ベクトル算出手段47及び48、受信時間算出手段49へ出力する。ショートコード用状態ベクトル算出手段47は算出した状態ベクトル S_{short_i} 、 S_{short_q} を前記レイク復調部40へ出力する。ロングコード用状態ベクトル算出手段48は前記デスクランブル部42から状態ベクトル S_{end} を入力して、状態ベクトル S_{long} を前記デスクランブル部42へ出力する。また受信時間算出手段49は算出した信号t4を間欠受信制御手段43へ出力する。間欠受信制御手段43は、さらにPN符号位相算出手段46からの警報と前記レイク復調部40からのショートコードロールオーバータイミングを入力し、またレイク復調部40へのサーチ動作の起動信号(s)を出力する。さらに、レイク復調部40、多重分離部41、デスクランブル部42に対し、間欠受信モード時の復調動作の開始を指示するため、高精度タイマ手段44からオーバフロー信号OV(d)が接続している。

【0021】以上が本実施例の受信装置の構成である。次にその動作を説明する。

【0022】図2は間欠受信制御タイミングを説明する図である。

【0023】最上段にはPNショートコードロールオーバーを、次段にはページングチャネルスロットを示す。PNショートコードロールオーバーは、ショートコードのシーケンスが1周する度に出力するマークで、ここでは26.667ms秒周期に出力される。ページングチャネルスロットはPNショートコードロールオーバーで3周期分となる80msのスロット長を有する。図では自局の割り当てスロットのみを示した。スロットモードにおける前記スロットの繰返しサイクルは1.28秒の2のべき乗倍で規定される。このスロットモードに関しては、例えば米国特許の5,596,571号に詳しい開示がある。ここで重要なのは、スロットが基地局のPNショートコードロールオーバーに同期して出力される点である。即ち、ショートコードに関し、基地局のPN符号発生器の状態ベクトルはページングチャネルスロットの先頭で常に同値となる。本実施例の間欠受信制御は前記スロットサイクルに同期してt1～t4で参照する4つの区間を繰返すことになる。この4つの区間は低電力タイマ手段51と高精度タイマ手段44で管理する。ここでは本実施例の間欠受信制御タイミングを前記2つのタイマ手段51、44のオーバフロー信号(以下OV(・))として参照する。)に着目して説明する。

【0024】図2においてはOV(・)の発生を立ち下がりで示す。タイマ手段51、44に対して起動が指令されると、該当するOV(・)信号が立ち上がり、所定時間の計数が終了したとき立ち下がりオーバフロー信号OV(・)が発

生するものとした。

【0025】先ず、間欠制御手段43は受信状態を終了して休止状態の開始を低電力タイマ手段51に対して起動(s1)で指令する。この休止状態の時間をt1とする。t1時間経過後、オーバーフロー信号OV(s1)が間欠受信制御手段43へ通知される。図2では、前記OV(s1)が発生した時点からの様子を示した。以下、受信再開時の関係を順に説明する。

【0026】前記OV(s1)を検出した間欠受信制御手段43は、次にVC-TCX01等の立ち上がり期間t2を計数する起動(wu)を低電力タイマ手段51に指令する。ここで、低電力タイマ手段51の計時精度が悪く、t1及びt2にそれぞれ誤差 τ_1 、 τ_2 含むと仮定する。例えば計時精度が50ppmとして2秒間計数すると基地局のチップレートが1.2288Mcp/sであるから約123チップ(50ppm \times 2 \times 1.2288M)のずれが生じることになる。本実施例では休止状態t1及び電源再立ち上げ時間t2を低電力タイマ手段51で管理するので、前記のチップのずれを毎回解消する必要がある。

【0027】さて前記t2が経過し、オーバーフロー信号OV(wu)を検出すると、前記間欠受信制御手段43は、VC-TCX01及び基準信号群生成部2が安定化したとして、先ず高精度タイマ手段44を有効とする。同時に、符号位相再同期のための各算出時間を超えるt3を計数するように起動(d)を出力する。そして高精度タイマ手段44によりオーバーフローOV(d)が出力されると、前記間欠受信制御手段43はt3期間中に算出されたt4の時間を計数するように、起動(r)を出力する。前記t4はt3期間中に受信時間算出手段49より間欠受信制御手段43にフェッチした値である。なお、前記t1、t2、t3は設計値として定める値であるが、前記t4はt1とt2の変動を補償するため設定毎に変更される値である。図2の通りバーjingチャンネルスロットに対してt1、t2、t3がスロット位置より先行し、t4が前記スロットを含むような関係を維持するように調整される。このしくみの詳細は後述する。また高精度タイマ手段44の基準であるVC-TCX01は小数点以下のppm精度に校正されるため、単時間のt3及びt4の計時誤差はチップレートに対して無視できるとしている。

【0028】次に高精度タイマ手段44がt4を計数してオーバーフローOV(r)を出力すると、前記間欠受信制御手段43は低電力タイマ手段51へt1の計数を指令する起動(sl)を出力する。

【0029】以上の結果、一連の間欠受信制御タイミングt1～t4が繰り返される。

【0030】以下、個々のオーバーフロー信号によって起動される間欠受信制御動作の詳細について説明する。

【0031】図3はOV(wu)を検出すると実行される動作のフローチャートである。

【0032】OV(wu)はVC-TCX01と基準信号群発生部2及び受信部3が立ち上がったことを保証する通知である。この通知によって、高精度タイマ手段44へ起動(d)を出力

して時間t3の計数を要求する(ステップd00)。次に波形蓄積手段45によって、処理ブロック長分の、ここでは例えば64チップ長さの受信信号波形データを蓄積する(ステップd01)。蓄積した波形データはPN符号位相算出手段46で蓄積時の符号位相を算出するのに使用される。

【0033】先ず、OV(r)(受信状態終了を示す)が発生した時刻から(t1+t2)-($\tau_1+\tau_2$)経過後の位相i-mをPN符号位相算出手段46の逆拡散符号の初期値位相としてセットする(ステップd02)。

【0034】前記初期値位相から順次生成した逆拡散符号系列(ここでは64チップ分)を用いて前記波形データに逆拡散演算を施し、そのエンベロープ値をリストに追加する(ステップd03)。次に、逆拡散符号の位相初期値が時刻(t1+t2)+($\tau_1+\tau_2$)に対応するi+mであるかを検査して(ステップd04)、i+mでなかったら逆拡散符号の位相初期値を1チップ分加算し前記ステップd03に移行する(ステップd05)。

【0035】ステップd04でi+mであったら、ステップd06へ移行する。ステップd06ではリストされたエンベロープ値から最大値を選択し、この最大値がリストの何番目にあるか指示値iを算出する。この指示値iがPN符号位相算出手段46から出力される。

【0036】ここで上記変数の関係を整理する。図4は変数の関係を説明する図である。最上段が時間の経過を示している。中段はPN符号位相を示し、最下段はエンベロープ値を格納するリスト上の位置を示す。本来、低電力タイマ手段51の計時誤差が0とすれば、受信信号の符号位相は経過時間の設計値t1+t2だけ進行したものである。そこで本実施例に使用する水晶振動子50の精度から予測される位相ずれ分の符号位相を端末側に用意する。例えば所望の位相を与えるPN符号発生器の状態ベクトルを有限個用意することになる。前記ステップd03～d05のループ操作は、状態ベクトルを図4中段のPN符号位相を右方向へ掃引することになる。リスト指示値は誤差0の時刻t1+t2の位置を中心値0として $\pm m$ を最大値とするものである。ステップd06によって図示したように実際の波形データの位相に合せて算出指示値iを出力する。

【0037】さて、図3の説明に戻る。なお、ステップd06では最大値が複数あった場合には絶対値の小さい指示値を選択する。次に本実施例では算出したPN符号位相の信頼度を検査する。

【0038】逆拡散したエンベロープの最大値が所定のしきい値以上であるかを判定する(ステップd07)。しきい値未満の場合、間欠受信制御を解除し(ステップd08)、レイク復調部40に対するサーチ動作の開始を要求する起動(s)を出力する(ステップd09)。そして本実施例はサーチモード(d10)へ移行する。しきい値以上であった場合、指示値iよりOV(wu)時刻からt3経過後のロングコード及びショートコードの状態ベクトルさらに必要な受信時間t4の算出を行ない(ステップd11)、OV(wu)を検出

すると実行される処理を終了する(d12)。ステップd11に行われる算出処理については後に詳しく述べる。

【0039】次に図5により、0V(d)を検出すると実行される動作を説明する。0V(d)は、t3の経過によって出力する。間欠受信制御手段43は0V(d)を検出すると、高精度タイマ手段44へt4時間の計数を指令する起動(r)を出力する。また0V(d)信号は、レイク復調部40、多重分離部41、デスクランブル部42に対して復調動作の開始を指示する。この時レイク復調部40で用いるショートコードPN符号発生器はt3期間で算出した状態ベクトル値から開始する。デスクランブル部42のロングコード用PN符号発生器についても前記t3期間で算出したロングコード状態ベクトル値から開始する。

【0040】次に図6により0V(r)を検出すると実行される動作を説明する。

【0041】0V(r)は受信期間t4の経過によって出力される。間欠受信制御手段43は0V(r)を検出すると、デスクランブル部42から現在のロングコード用PN発生器の状態ベクトル値(S_end)を読み込む(ステップs100)。これは次回受信再開時の状態ベクトルを算出するときに使用するものである。次にVC-TCX01、基準信号群生成部2、受信部3の電源をオフする(ステップs101)。そして低電力タイマ手段51へ休止期間t1を計数するように起動(s1)を出力し(ステップs102)、自身を含むモデム部4をスリープモードに設定(ステップs103)して処理を終了する。

【0042】次に図7により0V(s1)を検出すると実行される動作を説明する。間欠受信制御手段43はスリープモードにあっても0V(s1)を検出すると、モデム部4をスリープ状態から解除する(ステップwu00)。ただし、レイク復調部40、多重分離部41、デスクランブル部42は復調動作を再開しない、再開するのは前述の通り0V(d)の出力によってである。次にVC-TCX01、基準信号群生成部2、受信部3の電源をオンする(ステップwu01)。次に立ち上げた各部の状態が安定する時間を確保するため、前記低電力タイマ手段51へt2時間の計数を指示する起動(wu)を出力して(ステップwu02)、処理を終了する。以上が間欠受信制御タイミングに関連した動作である。

【0043】次に本実施例の状態ベクトルと受信時間の算出のしくみについて説明する。先ず状態ベクトルについて示す。図8はPN符号発生器の基本要素である線形回帰シフトレジスタの構造を説明する図である。線形回帰シフトレジスタの一例は、レジスタの段間に排他的論理和ゲートが挿入された構造を持つ。最大遅延出力が前記排他的論理和ゲート及び初段レジスタに帰還される構造で、排他的論理和ゲートの挿入位置は発生する系列の特性多項式によって定まる。n次の特性多項式によって発生する系列の周期は2のn乗-1である。ショートコードは1周期の系列でユニークに出現する14個の連続する0を検出した際、1個の0を出力に挿入した系列で、周期が2の15乗である。図8に示した線形回帰シフトレジスタの

レジスタの段数を15段として、0挿入回路を追加することで構成出来る(図示せず)。このレジスタの値を列ベクトルとしたものを状態ベクトルとする。本実施例の受信装置に用いるPN符号発生器の状態ベクトルは図8に示したようにロード入力により任意に設定可能とする。

【0044】次に図9によりスクランブル及びデスクランブルで使用されるロングコード用PN符号発生器の構造を説明する。図9において、L1は線形回帰42段シフトレジスタ、L2は42個の2入力論理積アレイ、L3は42入力のモジュロ2加算器である。線形回帰42段シフトレジスタL1はロード入力により状態を任意に設定可能である。ロングコード用PN符号は前記線形回帰42段シフトレジスタの状態ベクトルとロングコードマスクビットと呼ばれるビット列との間で各段毎の論理積演算を行い、その42個の出力をモジュロ2で加算した系列である。ロングコード出力は前記モジュロ2加算器L3より出力される。ロングコードマスクビットの設定により線形回帰シフトレジスタの出力系列を時間シフトする機能がある。

【0045】図9の構造では符号の周期は2の42乗となりショートコードに比べて格段に長い。

【0046】さて、図8や図9の線形回帰レジスタの状態遷移は図10に示すような遷移行列Tで表すことができる。

Tは図8の構造を反映したもので、特性方程式の係数列ベクトルと単位時間シフト操作を行なう対角要素が重要で、他の部分は0となる。ある状態(甲)からjステップ遷移した状態(乙)を算出するためにはTをj乗した行列を状態(甲)の列ベクトルに掛け算すれば良い。ショートコードでは周期が2の15乗となるような0挿入によって調整が必要となる。しかし、ロングコードは用意する行列が42×42のものとなるが、そのまま算出することが可能である。本実施例の場合はPN符号算出手段46が算出する指示値iによって使用する行列を指定する。低電力タイマ手段51の計時精度のずれ幅分の行列を予め計算して用意して置けば良い。

【0047】次に受信時間t4であるが、先ず標準値を定め、PN符号位相算出手段46の出力する指示値iで前記標準値を補正することで算出する。標準値は受信スロットを全て受信した後、その復調及びデコード処理を全て終了するため遅延時間を含んだものを定義する。低電力タイマ手段51及び高精度タイマ手段44の計時誤差が0であるとすれば、

$$\text{標準値} = \text{スロットサイクル周期} - t1 - t2 - t3$$

として定義する。前記指示値iによって、前記タイマ手段51によるt1+t2が設計値より短縮していたとすれば、t4を相当量延長するように補正を行なう。この補正計算は、受信時間算出手段49によって行なう。この結果、t4の経過によるオーバーフロー0V(r)の出力タイミングと基地局からのページングチャネルスロットの終了時間との時間差が一定になる。ページングチャネルスロットはPNショートコードロールオーバーに同期しているから、前記

0V(r)の出力時点のショートコードの状態ベクトルは一定値となり、予め求めることができる。以下この既知のI信号用の状態ベクトルを S_i 、Q信号用の状態ベクトルを S_q の記号で参照する。

【0048】ここで図11により指示値 i に基づく各算出値の関係を整理して置く。

【0049】図11の最上段は t_1 、 t_2 、 t_3 の計時誤差0の理想状態を表すものである。この時の t_4 が標準値となる。またスロットサイクルを2.56秒とする。上位から2段目は低電力タイマ手段51による t_1 、 t_2 の計数の実際例を示し、3段目が高精度タイマ手段44による計数の実際例を示す。図11では低電力タイマ手段51による t_1 、 t_2 期間が短く、高精度タイマ手段44による t_3 の計数開始が理想状態より早く、 t_4 が相当分延長している様子を示す。図示したようにPN符号位相算出手段46による指示値 i を、 $i = -k$ とすると、受信時間算出手段49による t_4 は $t_4 = \text{標準値} + k$ と算出される。図11には、さらにデスクランブラ部42のロングコード用PN符号発生器の状態ベクトル値と、レイク復調部40のショートコード用PN符号発生器の状態ベクトル値を示す。図11の最下段には時間流れを示す。着目するのは最初の t_4 経過時点のa、高精度タイマ手段44による t_3 経過時点のb、及び t_4 経過時点のcである。時点aにおけるデスクランブラ部42の状態ベクトルを $S_{\text{end}}(tn)$ で表す。またレイク復調部40の状態ベクトルは、時点aでは前述の通り一定値 S_i 、 S_q である。

【0050】さて、本実施例では t_3 の期間内に指示値 $i = -k$ から、時点bでのロングコード用状態ベクトル S_{long} とショートコード用状態ベクトル S_{short_i} 、 S_{short_q} を、ロングコード用状態ベクトル算出手段48と、ショートコード用状態ベクトル算出手段47にて算出する。ここで、ロングコード用遷移行列を $TL(\cdot)$ で、ショートコード用遷移行列を $TS_i(\cdot)$ 、 $TS_q(\cdot)$ として表し、 (\cdot) 内の時間経過に対応した遷移行列を表すとする。

【0051】

【数1】

$$S_{\text{long}} = TL(t_1+t_2+t_3-k) \cdot S_{\text{end}}(tn) \quad \cdots(\text{数}1)$$

【0052】

【数2】

$$S_{\text{short}_i} = TS_i(t_1+t_2+t_3-k) \cdot S_i \quad \cdots(\text{数}2)$$

【0053】

【数3】

$$S_{\text{short}_q} = TS_q(t_1+t_2+t_3-k) \cdot S_q \quad \cdots(\text{数}3)$$

【0054】で計算により求めることができる。

【0055】この算出した状態ベクトルを使用して、時点bより復調動作を開始する。そして時点cでのデスクランブラ部42の状態ベクトルは $S_{\text{end}}(tn)$ からスロットサイクル時間だけ経過した値であり、レイク復調部40の状態ベクトルは再び S_i 、 S_q となる。

【0056】図11に対応した、本実施例の受信装置における電源制御の様子を図12に示す。これまでに説明して

きたようにVC-TCX01、基準信号生成部2、受信部3に対する電源は t_1 期間オフし t_2 、 t_3 、 t_4 の期間オンする。またレイク復調部40、多重分離部41、デスクランブラ部42の動作は t_1 、 t_2 、 t_3 の期間停止し、 t_4 でのみ復調動作を行なうものである。時間率の大部分を休止状態である t_1 期間に割り当てることで、この t_1 期間は低電力タイマ手段51が動作しているだけであり受信装置の平均消費電力を低減できる。

【0057】次にレイク復調部40、多重分離部41、デスクランブラ部42の内部構成を図13を用いて説明する。図13において400はサーチ回路、401、403、405、407はショートコード用PN符号発生器、402、404、406はフィンガ回路、409は合成部、420は排他的論理和ゲート、421は図9に示した内部構造を持つロングコード用PN符号発生器、422はデータセクタである。レイク復調部40に入力したI、Q信号はサーチ回路400、フィンガ回路402、404、406に接続される。サーチ回路400はショートコード用PN符号生成器401を内蔵して、マルチパス信号を探索して、各パスの符号位相情報をフィンガ回路402、404、406へ出力する。フィンガ回路402、404、406はそれぞれ、専用のPN符号発生回路403、405、407を内蔵して、各パスに独立にトラッキングして、復調を行なう。合成部409は各フィンガ回路402、404、406の復調出力のスキューを合成してバス合成ダイバーシチを実施し、多重分離部41へ出力する。多重分離部41から出力されたトラフィックチャネル(TCH)あるいはページングチャネル(PaCH)は、排他的論理和ゲート420において、ロングコード用PN符号生成器421が出力するロングコードによってデスクランブルされる。上記通常受信の構成に加えて、本実施例では、さらに間欠受信のため、以下の接続が追加される。

【0058】間欠受信制御手段43からのサーチ起動(s)をサーチ回路400に入力し、フィンガ回路402に内蔵するショートコード用PN符号発生器403へ、 S_{short_i} と S_{short_q} を状態ベクトルのロード値として入力する。また同フィンガ402からショートコードロールオーバータイミングを間欠受信制御手段43へ出力する。間欠受信制御手段43は連続受信時、このショートコードロールオーバータイミングを入力して、連続状態から、間欠受信状態に遷移する基準に用いるものである。また前記フィンガ回路402が間欠受信時、算出された状態ベクトルを用いて復調を開始する。

【0059】一方、ロングコード用PN符号発生器421の状態ベクトルはデータセクタ422を介し設定される。通常は同期チャネル(SCH)を解読して設定値を算出するが、間欠受信時は、ロングコード用状態ベクトル算出手段48が出力する S_{long} を選択するようにデータセクタ422が切り替わる。またロングコード状態ベクトルの値は S_{end} として出力する。

【0060】以上のレイク復調部40、多重分離部41、デスクランブラ部42の内部構成により間欠受信制御に対応

した復調動作が実施される。

【0061】以上、本実施例によれば、休止状態中に受信部3、モデム部4だけでなく高精度の基準発振手段であるVC-TXO1を停止することが可能となった。これは精度の劣る低電力タイマ手段51を用いて大まかに休止状態を管理しても、受信再開時に予測された位相ずれの範囲で数値計算により符号位相を算出し、新たに起動した高精度タイマ手段44によって復調を開始するときの状態ベクトルを設定できるためである。なお、位相のずれを予測した範囲内に限定できるのは、ページングチャネルスロットを含む受信時間をスロットサイクル毎に調整して、休止状態を計時したときの誤差を補償するようにしたためである。また、符号位相の算出結果の信頼度を評価し、伝播路状況によって信頼度が低下した時は直ちにサーチ動作を起動するので、常態への復帰が迅速に行われる効果がある。

【0062】最後に本発明の基本原理を整理しておく、図15は本発明の基本原理を説明する構成図である。同図において3Dは無線信号を受信し、直交検波されたI、Q信号を出力する受信部、4Dはレイク復調、多重分離、デスクランブル処理を行なう復調部、43Dが間欠受信制御手段となる。51Dが第1のタイマ手段、44aが第2のタイマ手段、44bが第3のタイマ手段である。また478が状態ベクトル算出手段である。その他図1と同等の部分には同じ符号を付した。また、波形蓄積手段45、PN符号位相算出手段46、受信時間算出手段49、状態ベクトル算出手段478は、間欠受信制御手段43Dの制御下で動作するものである。ただし図15では制御信号を省略して図示していない。

【0063】受信部3DのI、Q信号出力は復調部4Dと波形蓄積手段45へ接続する。前記復調部4DはI、Q信号を復調して受信データを得る。復調部4Dは図示しない逆拡散用のPN符号発生器の状態ベクトルを外部から設定できる。前記受信部3Dの電源オン／オフ、及び前記復調部4Dの復調動作／停止の制御はそれぞれ独立して間欠受信制御手段43Dからの信号で行なう。さて本発明では間欠受信の動作タイミングを制御するため低電力、低精度であり、休止時間を管理する第1のタイマ手段51Dと、高精度で復調再起動時間を管理する第2のタイマ手段44a、同じく復調継続時間を管理する44bの少なくとも3つのタイマ手段を間欠受信制御手段43Dに接続する。休止時間を管理している第1のタイマ手段が動作中は、復調部4D、第2、第3のタイマ手段を停止させ、休止期間の消費電力を低減する。第1のタイマ手段により休止期間が終了した事を検出した間欠受信制御手段43Dは、前記第2のタイマ手段44bを利用して復調動作を再開させる。このときPN符号同期を復調部4Dで再同期する必要がある、前記波形蓄積手段45とPN符号位相算出手段46及び状態ベクトル算出手段478が用いられる。PN符号位相算出手段46は、波形蓄積手段45が第2のタイマ手段の起動と同時に取得した

処理ブロック長の波形データを用いて、その符号位相を算出する。この結果を元に第2のタイマ手段の計時終了時刻の状態ベクトルを状態ベクトル算出手段478で算出する。間欠受信制御手段43Dは、求めた状態ベクトルを復調部4Dに設定して、第2のタイマ手段の計時終了と同時に復調部4Dの復調動作を再開させる。また休止期間の時間的な変動を補償するため、復調継続時間を調整する。これはPN位相算出手段46の結果を元に、休止期間が設計値よりどの位短縮もしくは延長したかを検出して、相当量を所定の復調継続時間に加減する。この演算は受信時間算出手段49で前記第2のタイマが計時動作中に行われる。ここで求めた、継続時間長さ情報が間欠受信制御手段を経由して第3のタイマ手段44bに設定される。間欠受信制御手段43Dは第3のタイマで管理する復調継続時間が終了すると、再び前記第1タイマ手段を起動して休止状態に移行する。以上が本発明の基本原理である。

【0064】

【発明の効果】本発明は、従来、CDMA方式の間欠受信において必要とされた、逆拡散用符号発生手段の休止期間中の自走動作、あるいは休止期間を管理する高精度の発振回路を不要とした。

【0065】本発明は休止期間を精度の劣るタイマ手段で管理する。受信再開時には、受信信号のPN符号位相を算出し、この算出値を元に所定時刻後のPN符号発生器の状態ベクトルを設定し、新たに起動した高精度のタイマ手段により前記所定時刻の経過を管理し、再同期を行なう。さらに前記状態ベクトルを短時間で求めるために、本発明は、休止期間の変動に対し前記算出値を元に受信時間を毎回調整して、受信再開時の符号位相ずれを予測する範囲内に限定している。

【0066】以上の結果、間欠受信の休止期間は、前記精度の劣るタイマ手段を除く受信系回路及び移動通信端末で用いる高精度の基準発振回路を停止することが可能となった。

【0067】計時精度の劣るタイマ手段には低電力なデバイスが選択できるため、間欠受信時の休止期間の消費電力の一層の低減を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例の受信装置の構成を説明する図

【図2】間欠受信制御タイミングを説明する図

【図3】OV(wu)を検出すると実行される動作のフローチャート図

【図4】変数の関係を説明する図

【図5】OV(d)を検出すると実行される動作のフローチャート図

【図6】OV(r)を検出すると実行される動作のフローチャート図

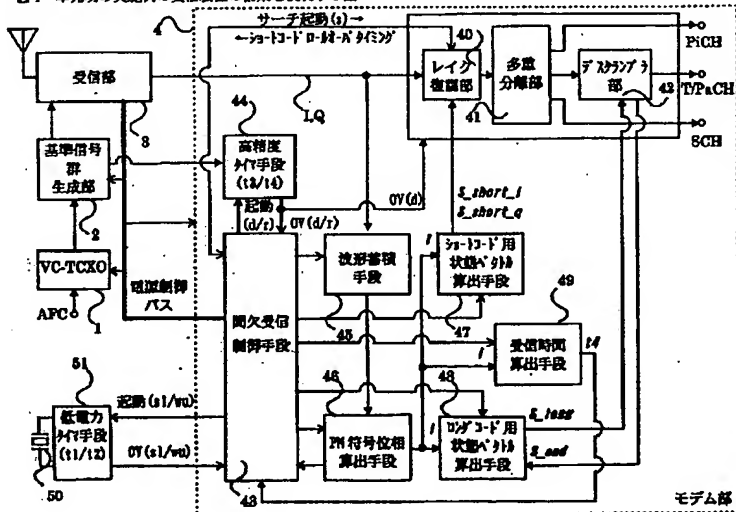
【図7】OV(sl)を検出すると実行される動作のフローチャート図

【図8】線形回帰シフトレジスタの構造を説明する図

- 1...VC-TCXO,
- 2...基準信号群生成部,
- 3, 3D...受信部,
- 4...モデム部,
- 4D...復調部
- 40...レイク復調部,
- 41...多重分離部,
- 42...デスクランブラ部,
- 43, 43D...間欠受信制御手段,

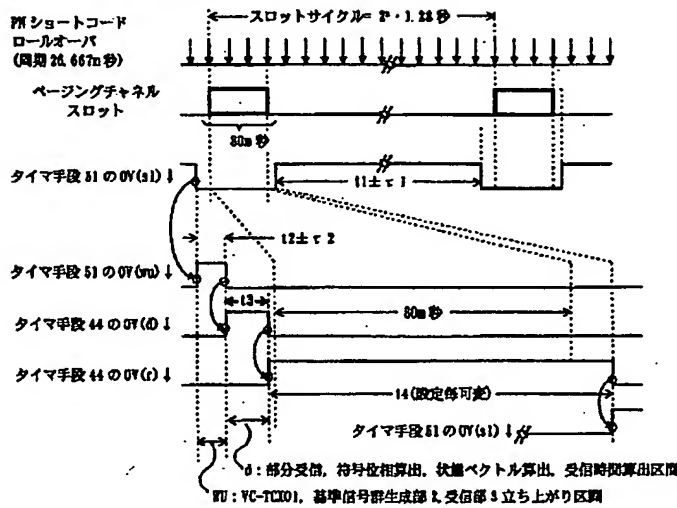
44…高精度タイマ手段、
44a…第2のタイマ手段
44b…第3のタイマ手段
45…波形蓄積手段、
46…PN符号位相算出手段、
47…ショートコード用状態ベクトル算出手段、
48…ロングコード用状態ベクトル算出手段、
478…状態ベクトル算出手段
49…受信時間算出手段、
50…水晶振動子、
51…低電力タイマ手段
51D…第1のタイマ手段
400…サーチ回路、
401, 403, 405, 407…ショートコード用PN符号発生器、
402, 404, 406…フィンガ回路、
409…合成部、
420…排他的論理和ゲート、
421…ロングコード用PN符号発生器、
422…データセレクト
L1…線形回帰42段シフトレジスタ、
L2…2入力論理積アレイ、
L3…モジュロ2加算器

図1 本発明の実施例の受信装置の構成を説明する図



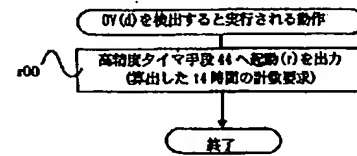
【図2】

図1 関欠受信制時タイミングを説明する図



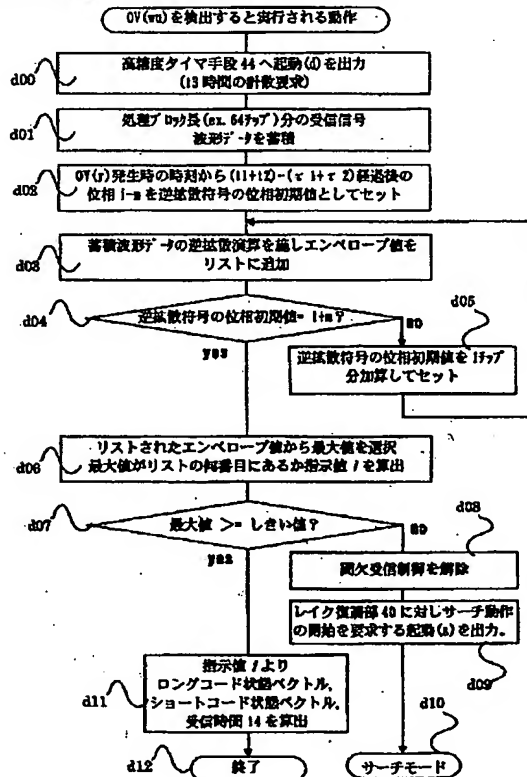
【図5】

図5 OV(d)を抽出すると実行される動作のフローチャート図



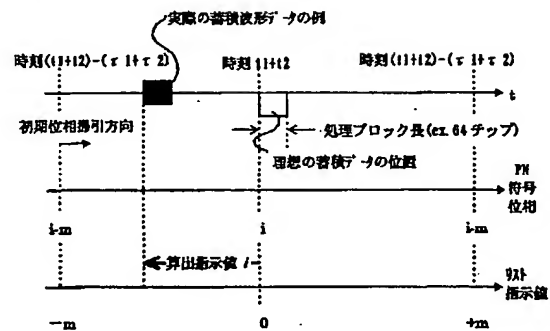
【図3】

図3 OV(m)を抽出すると実行される動作のフローチャート図



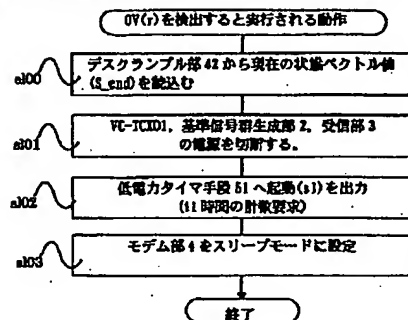
【図4】

図4 実施の関係を説明する図



【図6】

図6 OV(i)を抽出すると実行される動作のフローチャート図



【图7】

【图8】

図7 OYGL)を検出すると実行される動作のフローチャート図

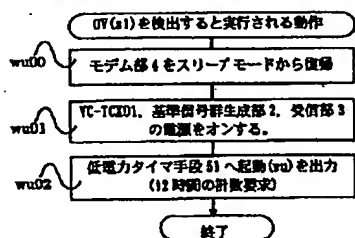
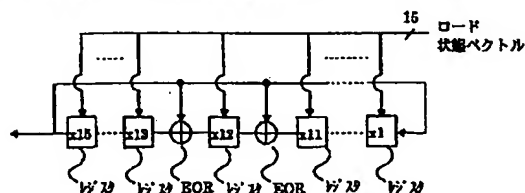


図8 鏡形回帰シフトレジスタの構造を説明する図(ショートコード用15段)



【图10】

【图9】

図9 ロングコード用PB符号発生器の構造を説明する図

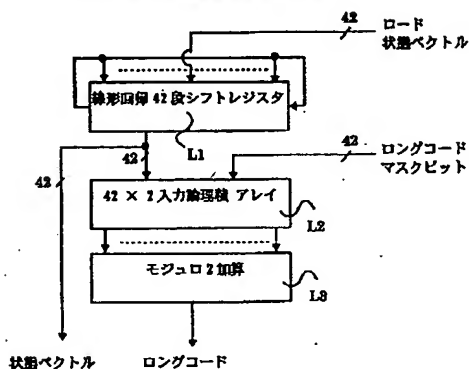
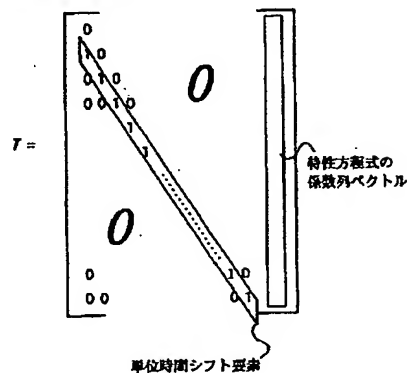


図 10 線形回帰シフトレジスタを遷移行列で表現した一例
(図 8 の構造に対応)

ショートコード牌: 16×16 マトリクス



【※11】

図11 指示値*I*に基づく各算出値の関係を説明する図

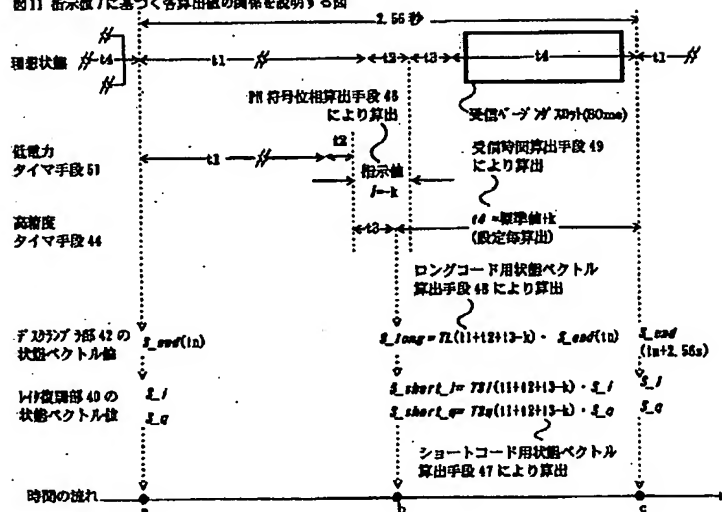


図 12 本発明の実施例の受信装置における電源制御の働きを説明する図

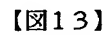
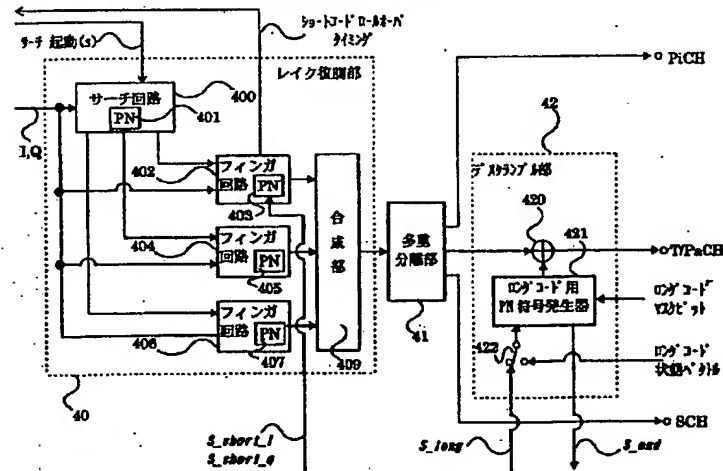
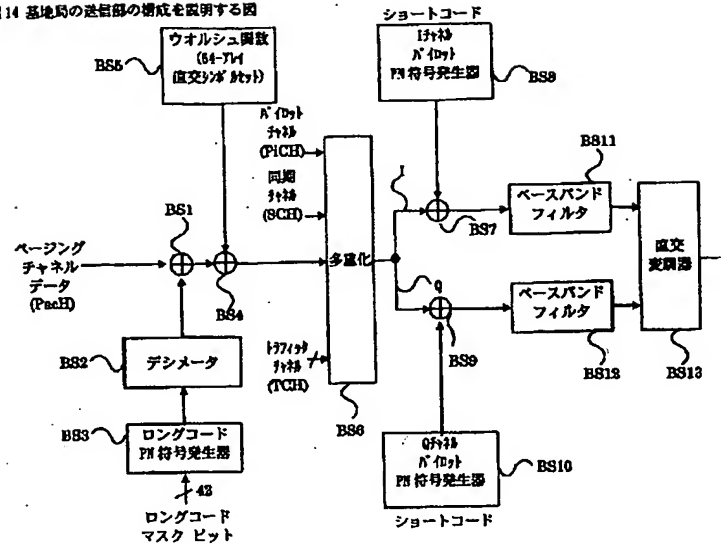


図13 レイク復調部40及びデスクランブル部42の内部構成を説明する図



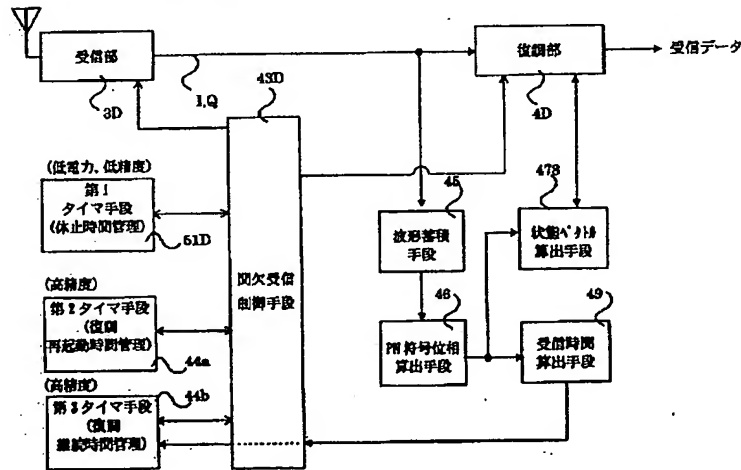
【図14】

図14 基地局の送信部の構成を説明する図



【図15】

図15 本発明の基本原理解を説明する構成図



フロントページの続き

(72)発明者 江口 利哉

神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地株式
会社日立製作所家電・情報メディア事業本
部内